

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number : 11-004274

(43) Date of publication of application : 06.01.1999

(51) Int.CI. H04L 27/38
H04L 27/22

(21) Application number : 09-155398 (71) Applicant : HITACHI DENSHI LTD
NIPPON HOSO KYOKAI <NHK>

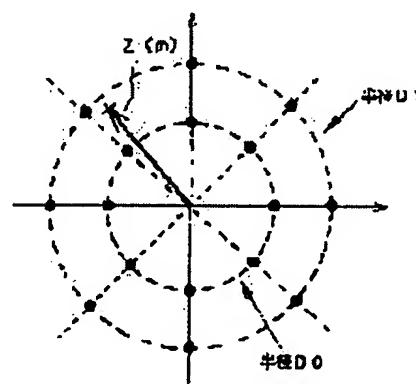
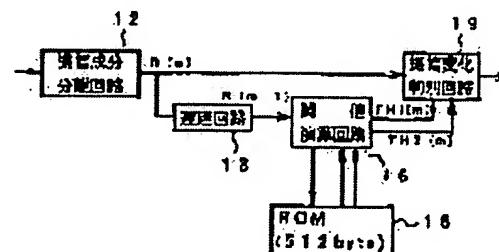
(22) Date of filing : 12.06.1997 (72) Inventor : AKIYAMA TOSHIYUKI
MIYASHITA ATSUSHI
SANO SEIICHI
TSUKAMOTO NOBUO
MORIYAMA SHIGEKI
TSUCHIDA KENICHI

(54) AMPLITUDE MODULATED SIGNAL DEMODULATION METHOD AND DEVICE FOR MULTIVALUED AMPLITUDE PHASE MODULATION SYSTEM

(57) Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a transmission system of an APSK system which can demodulate the amplitude modulated component contained in a transmitted code without using a fast ROM of large capacity.

SOLUTION: An amplitude component code demodulation means which is used at the receiver side consists of a threshold arithmetic circuit which operates the 1st threshold $TR1(m)=R(m-1)\times Dth/D1$ and the 2nd threshold $TH2(m)= R(m-1)\times Dth/D0$ based on radiiuses $D1$ and $D0$ of large and small circles including the signal points respectively, a constant Dth set between both radiiuses $D1$ and $D0$, and the amplitude value $R(m-1)$ of the $(m-1)$ -th



BEST AVAILABLE COPY

symbol that is precedently decided by one symbol, and an amplitude chance decision circuit which compares the amplitude value $R(m)$ of the m -th symbol under reception with the 1st and 2nd thresholds $TH1(m)$ and $TH2(m)$ to output the value L , i.e., one of both value of a binary number when the amplitude value $R(m)$ is included within a range that is decided by both value $TH1(m)$ and $TH2(m)$ and then to output the other value H of the binary number when the value $R(m)$ is excluded out of the said range respectively.

LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平11-4274

(43)公開日 平成11年(1999)1月6日

(51)Int.Cl.⁶

H 04 L 27/38
27/22

識別記号

F I

H 04 L 27/00
27/22

G
F

審査請求 未請求 請求項の数6 OL (全7頁)

(21)出願番号 特願平9-155398

(22)出願日 平成9年(1997)6月12日

(71)出願人 000005429

日立電子株式会社
東京都千代田区神田和泉町1番地

(71)出願人 000004352

日本放送協会
東京都渋谷区神南2丁目2番1号

(72)発明者 秋山 俊之

東京都小平市御幸町32番地 日立電子株式
会社小金井工場内

(72)発明者 宮下 敏

東京都小平市御幸町32番地 日立電子株式
会社小金井工場内

(74)代理人 弁理士 武 順次郎

最終頁に統く

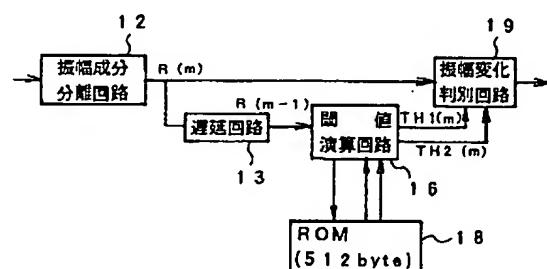
(54)【発明の名称】 多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法及び振幅変調信号復調装置

(57)【要約】

【課題】 伝送された符号中の振幅変調成分の復調が、大容量で高速のROMを要することなく行えるようにしたAPS K方式の伝送システムを提供する。

【解決手段】 受信側での振幅成分符号復調手段として、信号点を配置した大円の半径D1と小円の半径D0、これらD1とD0の値の間に設定した定数Dth、それに1シンボル前に受信した第(m-1)シンボルの振幅値R(m-1)に基づいて、第1の閾値TH1(m)=R(m-1)×Dth/D1と、第2の閾値TH2(m)=R(m-1)×Dth/D0を演算する閾値演算回路と、現在受信している第mシンボルの振幅値R(m)を、上記第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)と比較し、当該振幅値R(m)が、上記第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)で決まる範囲内にあるときは2進数の一方の値Lを出力し、第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)で決まる範囲外にあるときは2進数の他方の値Hを出力する振幅変化判別回路とで構成。

【図1】



【特許請求の範囲】

【請求項1】 伝送信号の信号空間となる複素平面上での信号点を、大円と小円からなる二重の円上に配置した多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法において、

受信した各シンボルの振幅変調信号の振幅値に基づきこれと所定の関係を有する第1の閾値と第2の閾値を設定し、連続的に受信する当該振幅変調信号の振幅値を上記第1、第2の閾値と比較し、当該比較結果により各シンボルの振幅変調信号の振幅値変化を判定することを特徴とする多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法。

【請求項2】 請求項1に記載の多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法において、

上記第1の閾値と第2の閾値を、上記受信した各シンボルの振幅変調信号の振幅値にそれぞれ異なる所定の係数値を掛け合わせることにより設定することを特徴とする多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法。

【請求項3】 請求項1乃至請求項2に記載の多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法において、

上記受信した各シンボルの振幅変調信号の振幅値に掛け合わせられるそれぞれの係数値を複数種類記憶しておき、受信した振幅変調信号の振幅値に応じてそれらを選択、切り替えることを特徴とする多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法。

【請求項4】 請求項1乃至請求項2に記載の多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法において、

予め、受信する上記振幅変調信号の振幅値に対応する複数種類の上記第1の閾値と第2の閾値を記憶しておき、受信した振幅変調信号の振幅値に応じてそれらを選択、切り替えることを特徴とする多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法。

【請求項5】 伝送信号の信号空間となる複素平面上での信号点を、大円と小円からなる二重の円上に配置した多値振幅位相変調方式の振幅変調信号の復調装置において、

受信側での振幅成分符号復調手段が、

上記大円の半径D1と小円の半径D0、これらD1とD0の値の間に設定した定数Dth、それに1シンボル前に受信した第(m-1)シンボルの振幅値R(m-1)に基づいて、第1の閾値TH1(m)=R(m-1)×Dth/D1と、第2の閾値TH2(m)=R(m-1)×Dth/D0を演算する閾値演算回路と、

現在受信している第mシンボルの振幅値R(m)を、上記第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)と比較し、当該振幅値R(m)が、上記第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)で決まる範囲内にあるときは2進数の一方の値Lを出力し、上記第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)で決まる範囲外にあるときは2進数の他方の値Hを出力する振幅変化判別回路とで構成されていることを特徴とする多値振幅位相変調方式の振幅変調信

号復調装置。

【請求項6】 請求項5に記載の多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調装置において、
上記閾値演算回路は、予め、受信する上記振幅変調信号の振幅値に対応する複数種類の上記第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)を記憶しておき、受信した振幅変調信号の振幅値に応じてそれらを選択、切り替えて出力する閾値演算回路であることを特徴とする多値振幅位相変調方式の振幅変調信号の復調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、伝送信号の複素平面上(信号空間)の信号点を、その複素平面上に描いた半径が異なる二重の円の上に配置して処理する多値振幅位相変調方式の伝送装置において、振幅成分で伝送した符号を復調する方法及びその装置に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、移動体や地上系のデジタル無線通信では、伝送レートを上げるために、振幅方向にも変調を加えて情報符号を伝送する多値振幅位相変調(APSK)方式が検討されるようになってきている。そして、このAPSK方式における信号点の配置方法としては、電力利用効率と符号誤り率の観点から、例えば、室谷正芳、山本平一著「デジタル無線通信」(株)産業図書発行、P30などに見られるように、16QAM方式を初めとして各種の配置方法が従来から知られている。

【0003】このとき、一般に、伝送信号は、信号空間である複素平面上の点、或いはその点が表す複素ベクトルで表現できる。そこで、信号点の配置方法としては、その一例として、信号点を複素平面上の二重の円上に配置する方式が、下記の文献により提案されている。

I E E E Transactions on Communications, Vol. 44, No. 4, APRIL 1996

「Decision Feedback Differential Detection of Differentially Encoded 16APSK Signals」

【0004】図2は、この方式による信号点の配置例で、図示のように、外側の半径D1の大円上に8点、内側の半径D0の小円上に8点、合わせて16点の信号点を配置しているが、この信号点配置は、16点の中のどの信号点の信号を伝送するかにより16値を表現する16APSK方式の信号点配置の一例である。以下、このとき選択した1個の信号点の信号を伝送する期間を1シンボルと記す。

【0005】この16APSK方式の一般的な伝送システムにおいて、送信側で用いられている変調部の一例を図3に、受信側で用いられる復調部の一例を図4に示す。まず、図3の送信側では、伝送すべきデジタルの情報符号を分割回路1に入力し、4ビット単位に分割する。分割した4ビットの内の1ビットは、振幅成分で伝送する符号として振幅遅延処理回路2に入力し、残りの

3ビットは、位相成分で伝送する符号として位相遅延処理回路3に入力する。

【0006】まず、振幅遅延処理回路2では、入力された符号に以下の処理を施す。なお、以下の説明では、2進数の値の一方を“L”とし、他方を“H”と記すことにする。いま、第mシンボルで振幅成分として伝送する符号値A(m)が、図5(a)に符号4として示すように、“H”的ときは、前のシンボルである第(m-1)シンボルで伝送した符号の値を反転した図5(b)の符号5を出力する。

【0007】次に、同じく伝送する符号値A(m)が、今度は、図5(a)に符号6として示すように、“L”的ときは、第(m-1)シンボルで伝送した符号と同じ値を持つ図5(b)の符号7を出力する。なお、このとき、位相遅延処理回路3では、遅延検波方式のデジタル伝送装置で通常実行する処理が施されるが、このことは、本発明とは直接関係がないので、説明は省略する。

【0008】次に、変調回路8は、振幅遅延処理回路2から出力される1ビットの符号と、位相遅延処理回路3から出力される3ビットの符号の双方から構成される4ビットの符号を、図2に示す信号点の中の1個の信号点に割り当て、割り当てた信号点に対応した搬送波の変調信号を発生し、アップコンバータを介して送信されるようとする働きをする。

【0009】更に詳しくは、この変調回路8は、振幅遅延処理回路2から出力される符号が“1”的ときは、半径D1の大円上の信号点を割り当て、振幅遅延処理回路2から出力される符号が“0”的ときは、半径D0の小円上の信号点を割り当て、それぞれ割り当てた信号点に対応した搬送波の変調信号を発生するのである。

【0010】一方、図4の受信側では、ダウンコンバータを介して受信した信号を振幅符号復調回路9と位相検波回路10の双方に入力し、振幅成分と位相成分を別々に復調する。そして、復調された符号を結合回路11で再び結合し、デジタルの情報符号に戻して出力するようになっている。

【0011】このとき、まず、位相検波回路10で実行される処理は、位相遅延処理回路3と同様に、遅延検波方式のデジタル伝送装置で通常実行する処理であり、本発明とは直接関係がないので説明を省略し、本発明と深い関わりを持つ振幅符号復調回路9で実行する処理について、更に詳しく説明する。

【0012】まず、この振幅符号復調回路9に入力される信号は、図2の複素平面上では複素ベクトルZ(m)として表すことができ、この複素ベクトルZ(m)の絶対値R(m)は受信信号の振幅を表している。そこで、送信側の変調回路8での説明と用語を統一するため、以下、この絶対値R(m)を、振幅値R(m)と記す。

【0013】図6は、振幅符号復調回路9の詳細を示したもので、まず、振幅成分分離回路12は、受信信号の

振幅値R(m)を演算する回路で、この振幅成分分離回路12で算出した振幅値R(m)は、一方ではそのままで、他方は1シンボル期間の遅延回路13を介して、それぞれ振幅比演算回路14に入力され、ここで、現在の振幅値R(m)と、1シンボル期間前のシンボルの振幅値R(m-1)と比較され、振幅比H(m)=R(m)/R(m-1)が演算される。振幅比H(m)の波形は、図5(c)に示すようになる。

【0014】そこで、この求めた振幅比H(m)を振幅比判別回路15に入力し、予め設定してある第1の閾値Hth1=(1+D0/D1)/2と、第2の閾値Hth2=(1+D1/D0)/2と比較する。そして、まず、Hth1 < H(m)、且つ、H(m) < Hth2のときは振幅が変化しなかったと判断し、このときは符号“L”を出力し、他方、Hth1 > H(m)、或いはH(m) > Hth2のときは振幅が変化したと判断し、このときは符号“H”を出力する。

【0015】そうすると、この出力信号の波形は図5(d)に示すようになり、この波形を見れば明らかのように、図5(a)に示した、第mシンボルで振幅成分として伝送した符号値A(m)の符号と同一になっている。従って、この従来技術によれば、振幅比判別回路15から、伝送された符号の中で、振幅成分として伝送した符号が復調され、出力されてくることになり、16APSK方式の復調部としての働きが得られることになる。

【0016】ところで、この従来技術による振幅符号復調回路9では、上記したように、振幅比H(m)=R(m)/R(m-1)という除算処理を実行する振幅比演算回路14が必要であるが、このような除算処理を実行する回路は、アナログ回路では実現困難なため、一般的には、図6に示されているように、ROM(リード・オンリー・メモリ)17を用いたデジタル回路で構成するのが通例である。

【0017】しかし、受信信号の振幅は、受信レベルに従って連続的に変化し、しかも、図2の信号点配置に示すように、振幅成分も用いて符号を伝送する場合には、振幅レベルに対しても正確なレベル比較が必要になる。しかして、ここで、デジタル信号に変換する際のビット数が小さいとレベルの分解が粗くなってしまい誤差が生じ、復調した符号に符号誤りを起こし易くなる。

【0018】そのため、A/D変換したデジタル信号のビット数としては、最低でも8ビット必要で、できれば10ビット以上にするのが望ましい。

【0019】しかし、この場合、例えばデジタル信号のビット数を8ビットとしても、ROM17を用いて除算処理を実行するには、振幅値R(m)を表す8ビットと振幅値R(m-1)を表す8ビットの合計16ビットの符号でアドレスを指定し、指定アドレスに記憶されている8ビットの商の値を読み出す必要があり、この結果、従来技術では、信号のビット数が最低必要な8ビットのとき

でも、
256バイト×256バイト=65,536バイト≈6Kバイト
の記憶容量のROMを用いていた。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】上記従来技術は、記憶容量が大きなROMが必要であるという点に配慮がされておらず、コストアップが著しいという問題があった。

【0021】一方、記憶容量が小さいROMを用いて回路を構成しようとすると、必要なROMの数が増え、回路規模が増大してしまうという問題がある。

【0022】また、記憶容量の大きなROMは、通常、動作速度が遅く、そのため、1秒当たりの伝送ビット数である伝送レートを上げようすると、対応できなくなってしまうという問題がある。

【0023】本発明の目的は、伝送された符号中の振幅変調成分の復調が、大容量で高速のROMを要することなく、行えるようにしたAPS K方式の振幅変調信号の復調方法及びその装置を提供することにある。

【0024】

【課題を解決するための手段】上記目的は、伝送信号の信号空間となる複素平面上での信号点を、大円と小円からなる二重の円上に配置した多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法において、受信した各シンボルの振幅変調信号の振幅値に基づきこれと所定の関係を有する第1の閾値と第2の閾値を設定し、連続的に受信する当該振幅変調信号の振幅値を上記第1、第2の閾値と比較し、当該比較結果により各シンボルの振幅変調信号の振幅値変化を判定することにより達成される。

【0025】また、多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法において、上記第1の閾値と第2の閾値を、受信した各シンボルの振幅変調信号の振幅値にそれぞれ異なる所定の係数値を掛け合わせて設定することにより達成される。

【0026】また、多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法において、上記受信した各シンボルの振幅変調信号の振幅値に掛け合わされるそれぞれの係数値を複数種類記憶しておき、受信した振幅変調信号の振幅値に応じてそれぞれの係数値を選択、切り替えることにより達成される。

【0027】また、多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調方法において、予め、受信する上記振幅変調信号の振幅値に対応する複数種類の上記第1の閾値と第2の閾値を記憶しておき、受信した振幅変調信号の振幅値に応じてそれらを選択、切り替えることにより達成される。

【0028】さらに、伝送信号の信号空間となる複素平面上での信号点を、大円と小円からなる二重の円上に配置した多値振幅位相変調方式の振幅変調信号の復調装置において、受信側での振幅成分符号復調手段が、上記大

円の半径D1と小円の半径D0、これらD1とD0の値の間に設定した定数Dth、それに1シンボル前に受信した第(m-1)シンボルの振幅値R(m-1)に基づいて、第1の閾値TH1(m)=R(m-1)×Dth/D1と、第2の閾値TH2(m)=R(m-1)×Dth/D0を演算する閾値演算回路と、現在受信している第mシンボルの振幅値R(m)を、上記第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(2)と比較し、当該振幅値R(m)が、上記第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)で決まる範囲内にあるときは2進数の一方の値Lを出し、上記第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)で決まる範囲外にあるときは2進数の他方の値Hを出力する振幅変化判別回路とで構成することにより達成される。

【0029】また、多値振幅位相変調方式の振幅変調信号復調装置において、上記閾値演算回路を、予め、受信する上記振幅変調信号の振幅値に対応する複数種類の上記第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)を記憶しておき、受信した振幅変調信号の振幅値に応じてそれらを選択、切り替えて出力する閾値演算回路とすることにより達成される。

【0030】この結果、本発明では、振幅変調信号の復調に割り算回路を用いる必要がないため、閾値演算に必要なROMの記憶容量を、従来の1/128以下に、大幅に低減することができ、回路規模を低減することができる。また、高価なROMを使用する必要がなくなるので、復調装置の価格を下げることができる。さらに、記憶容量の大きなROMを用いる必要がないため、高速動作が可能になり、従来の復調装置より伝送レートが高い復調装置を得ることができる。

【0031】

【発明の実施の形態】以下、本発明によるAPS K方式の振幅変調信号復調方法及び振幅変調信号復調装置について、図示の実施形態により詳細に説明する。なお、この実施形態の場合でも、送信側と受信側の全体的な構成は、図3と図4に示した通りで、従来技術と異なっている点は、受信側での振幅符号復調回路9の内部回路の構成と処理手順についてだけなので、以下、この異なっている点に重点をおいて説明する。

【0032】図1は、この実施形態における振幅符号復調回路9の一例を示したもので、ここでも、受信信号は振幅成分分離回路12に入力され、ここで受信信号の振幅値R(m)が演算され、さらにこの振幅値R(m)が遅延回路13に入力され、ここで1シンボル期間遅延された振幅値R(m-1)が得られるように構成されている点までは、図6の従来例と同じである。

【0033】しかして、この図1の実施形態では、振幅成分分離回路12の出力が、振幅比演算回路に供給されるのではなくて、振幅変化判別回路19に供給され、他方、遅延回路13を介した出力は、閾値演算回路16に供給されるようになっている点で異なっている。

【0034】まず、閾値演算回路16には、後述する定数値D_{th}と、図2に示した信号点配置における大円の半径D1の値と小円の半径D0の値とで定まる2種の係数値D_{th}/D1、D_{th}/D0が予め設定してある。ここで、定数値D_{th}としては、大円の半径D1と小円の半径D0の間の値、例えば、それらのほぼ平均値である、 $D_{th} \approx (D1 + D0)/2$

に設定したものである。なお、雑音の確率分布を考慮した場合、この平均値より若干ずれた値が定数値D_{th}の最適値になるが、説明を簡単化するため、上記した通りに設定したものとして説明する。

【0035】そして、この閾値演算回路16は、ROM18を備え、遅延回路13で1シンボル期間遅延された振幅値R(m-1)に基いて、以下の演算により、第1の閾値TH1(m)と、第2の閾値TH2(m)とを求める。

$$TH1(m) = R(m-1) \times D_{th}/D1$$

$$TH2(m) = R(m-1) \times D_{th}/D0$$

【0036】次に、こうして閾値演算回路16で算出した第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)は振幅変化判別回路19に供給され、ここで振幅成分分離回路12で算出した振幅値R(m)と、閾値演算回路16で算出した第1の閾値TH1(m)及び第2の閾値TH2(m)とが比較され、以下のようにして符号“L”と符号“H”が出力される。

【0037】すなわち、いま、現在受信された第mシンボルの振幅値R(m)が、図5(e)に符号20で示すように、第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)で決まる範囲内にあるときは、図5(d)の符号21で示すように、振幅値が変わらないことを示す符号“L”を出力し、これを第mシンボルの符号とする。

【0038】次に、振幅値R(m)が、第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)で決まる範囲外にあるとき、例えば図5(e)に符号22で示すようになっていたときは、図5(d)の符号23で示すように、振幅値が変化したことを示す符号“H”を第mシンボルの符号として出力するのである。

【0039】その結果、振幅変化判別回路19から出力される符号列をA(m)'とすれば、それは図5(d)に示すようになり、図5(a)に示した、第mシンボルで振幅成分として伝送した符号値A(m)の符号と同一になる。従って、振幅変化判別回路19からは、振幅成分で伝送した符号が復調された出力A(m)'が得られることになり、この図1の実施形態によれば、振幅符号復調回路9が得されることになる。

【0040】こうして振幅成分で伝送され、復調された符号A(m)'は、図4の結合回路11で、位相成分で伝送され、復調された符号と結合し、復調した情報符号として出力され、この結果、16APSK方式の復調部としての働きが得られることになる。

【0041】ところで、図示のように、この実施形態で

も、従来技術での除算処理と同様、閾値演算回路16ではROMが用いられている。しかし、ここで振幅値R(m-1)に掛け合わされる係数値D_{th}/D1とD_{th}/D0は、上記したように、設定値になっており、従って、この閾値演算回路16での処理は、振幅値R(m-1)を表す8ビットの符号によりアドレスを指定する処理と、指定したアドレスに記憶されている8ビットの乗算結果である第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)の値を読み出す処理だけとなっている。

【0042】この結果、この実施形態でのROM18に必要な記憶容量は、それぞれ256バイトの上記2種の閾値を記憶するための合計で512バイトとなり、従って、この実施形態によれば、図6に示した従来技術のROM17の約1/128の記憶容量のROMで済むことになる。

【0043】従って、この実施形態によれば、従来技術でROMに必要としていた記憶容量の約1/128という、極めて少ない記憶容量のROM18があればよく、この結果、回路規模が小さくなるだけでなく、廉価なROMを用いることができ、小型で安価な伝送装置を容易に得ることができる。

【0044】また、記憶容量が小さいROMは、記憶容量が大きなROMに比して、一般に高速で動作し、アクセス時間が短くて済む。従って、本発明の実施形態によれば、従来技術より伝送レートが高い伝送システムにも容易に適用することができる。

【0045】ここで、最適な大円と小円の半径の比D1/D0と定数値D_{th}の値は、用いられる伝送システムにおける受信シンボル信号のC/N値によって変化する。そこで、上記の如く、閾値演算に必要な記憶容量の低減に伴う、ROMの記憶容量の余裕を利用し、用いられる伝送システムに対応した複数種類の大円と小円の半径の比D1/D0と、定数値D_{th}の値に基づく複数種類の第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)の値をROMに記憶しておき、システムの状況に合わせて、これらの値を選択、切り替えて出力することにより、振幅成分で伝送した符号を、常に最適な設定条件の下で復調することができる。

【0046】なお、以上の実施形態では、閾値演算回路16で、第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)を求めるための乗算を実施する具体的な回路構成の一例として、ROM18に記憶されている上記の乗算結果である第1の閾値TH1(m)と第2の閾値TH2(m)の値を読み出すことによって実施する例を示した。

【0047】しかし、乗算回路自体を閾値演算回路16の中に設けておき、設定された係数値D_{th}/D1、及びD_{th}/D0と振幅値R(m-1)の乗算を閾値演算回路16内で実施する構成としても良いことは明らかである。この場合、高速の乗算回路が必要になるが、従来技術で必要とする割り算回路に比べると、回路規模と高速性を大

幅に低減することができる。

【0048】また、以上の実施形態では、搬送波が1本の場合について述べた。しかし、本発明は、直交周波数分割多重変調方式(O F D M方式)の各搬送波を多値振幅位相変調(A P S K)方式で変調する場合にも適用することができ、同様の効果が得られるのは言うまでもない。

【0049】

【発明の効果】本発明によれば、伝送された符号中の振幅変調成分の復調に必要なR O Mの記憶容量が少なくて済むため、受信側における回路規模が小さくなり、その結果、低価格でシステムを構築できる。

【0050】また、記憶容量が小さいR O Mは、記憶容量が大きなR O Mに比べて高速で動作させることができ、その結果、本発明によれば、伝送レートが高い伝送システムにも容易に適用でき、高性能のシステムを低価格で構築することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による振幅符号復調回路の一実施形態を示すブロック図。

【図2】16 A P S K方式の信号点複素平面上での配置例を示す説明図。

【図3】16 A P S K方式の変調部の回路構成を示すブ

ロック図。

【図4】16 A P S K方式の復調部の回路構成を示すブロック図。

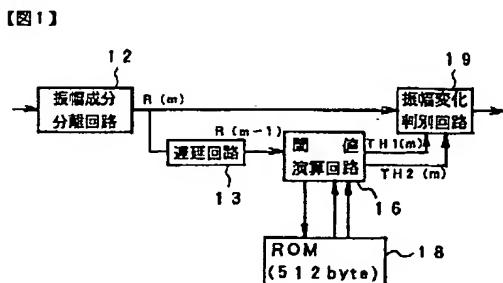
【図5】符号の復調処理を説明するための波形図。

【図6】従来の振幅符号復調回路の一例を示すブロック図。

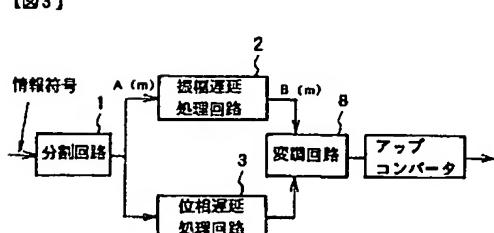
【符号の説明】

- 1 分割回路
- 2 振幅遅延処理回路
- 3 位相遅延処理回路
- 8 変調回路
- 9 振幅符号復調回路
- 10 位相検波回路
- 11 結合回路
- 12 振幅成分分離回路
- 13 遅延回路
- 14 振幅比演算回路
- 15 振幅比判別回路
- 16 閾値演算回路
- 17、18 R O M
- 19 振幅変化判別回路

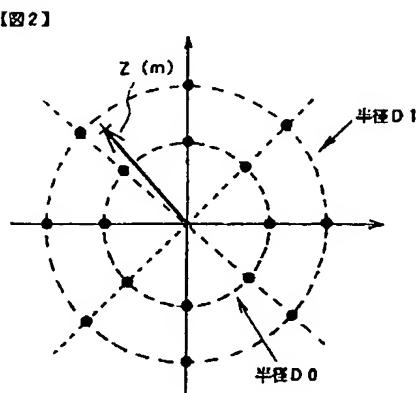
【図1】



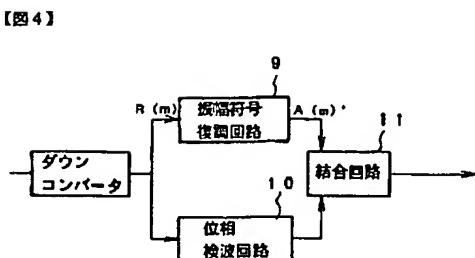
【図3】



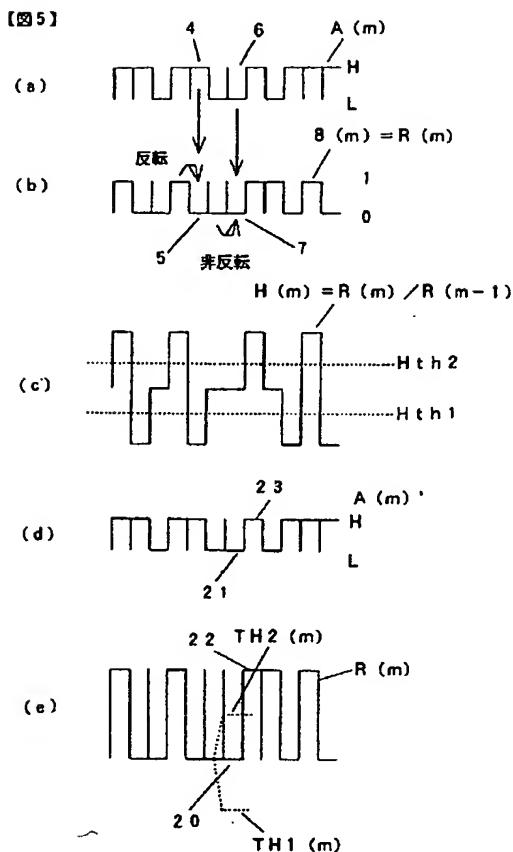
【図2】



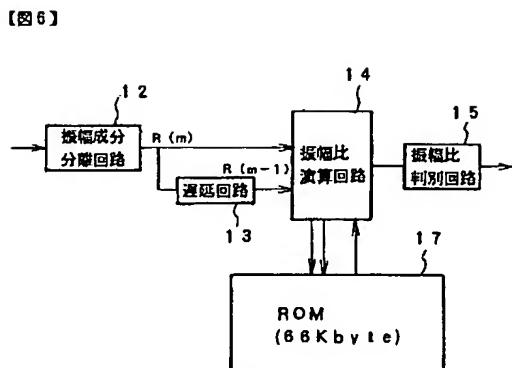
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(72)発明者 佐野 誠一
東京都小平市御幸町32番地 日立電子株式
会社小金井工場内
(72)発明者 塚本 信夫
東京都小平市御幸町32番地 日立電子株式
会社小金井工場内

(72)発明者 森山 繁樹
東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放
送協会 放送技術研究所内
(72)発明者 土田 健一
東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放
送協会 放送技術研究所内